基于模范系统同步实现辨识对象与优化控制的方法*

邱育东[1]

[1](中国科学院自动化研究所, 北京 100190)

摘要:[**目的**] 实践中95%以上的工业过程控制问题都可以通过PID 控制算法解决. 本文在继承并创新地运用二自由度PID 内模控制技术的基础上, 建立了一种通用控制器优化整定新方法. [**方法**]方法中引入模范系统, 离线仿真该模范系统后获得优化模板; 在信号激励实际控制系统的过程中, 用该模板引导特定算法整定PID内模控制参数. [**结果**]在无精准对象参数的情况下, 经数次循环迭代后, 可同步地实现对象参数的辨识与控制性能优化. [**结论**]此法整定效率高, 便于后期系统在线维护, 减少了对实施人员技术与经验的要求. 所用控制器继承内模控制大时滞控制效果好、鲁棒性强的特点, 兼顾" 目标跟踪" 与" 干扰抑制" 两种性能优化. 控制算法结构简单、直观, 易于在原PID 控制系统升级改造或用嵌入式系统软、硬件实现, 便于在生产中推广应用.[**局限与改进方向**]受限于传统内模控制的设计要求，对于具有负响应特性的受控对象, 该方法需采用预补偿处理机制方能适用或者寻找新的模范系统模型并研究改进算法.

关键词: 内模控制; 二自由度结构; PID 优化; 模范系统; 优化模板

分类号:

Method for simultaneous object identification and optimal control based on Model System

QIU Yudong[1]

[1](Institute of Automation Chinese Academy of Science, Beijing 100190, China)

Abstract: [Objective]In practice, more than 95% of industrial process control problems can be solved by PID control algorithm. In this paper, a new method of general controller optimization setting is established on the basis of inheriting and innovatively using 2DOF PID internal model control technology. **[Methods]**Model System was introduced into the method, and optimization template was obtained after offline simulation of the Model System. In the process of the signal excitation of the actual control system, the PID internal model control parameters are set by a specific algorithm guided by the template. **[Results]**Without accurate object parameters, the identification of object parameters and optimization of control performance can be completed simultaneously after several cycles of iteration. **[Conclusions]**This method has high setting efficiency, is convenient for later online maintenance of the system, and reduces the requirements for the technology and experience of the implementation personnel. The controller inherits the characteristics of good control with large time delay and strong robustness of internal model control, and both "target tracking" and "interference suppression" performance optimization. The control algorithm is simple, intuitive, and easy to be upgraded in the original PID control or realized by embedded system software and hardware, which is easy to be popularized and applied in production. **[Limits and future work]**Restricted by the design requirements of traditional internal model control, for the controlled object with negative response characteristics, this method should adopt the pre compensation processing mechanism or find a new model system and study the improved algorithm.

Key words: IMC(internal model control); 2-DOF(degree of freedom) structure; PID optimization; model system; optimization template

*本文系国家重点研发计划智能农机专项支持(项目编号:2016YFD0700100) 的研究成果之一.

[1]通信作者. E-mail: yudong.qiu@ia.ac.cn; Tel.: +13501064150.

1 引言

牛顿第二定律在系统建模中起关键作用, 其对应的动力学模型通常为一、二阶微分方程. 在工业生产过程中常见的也多是一、二阶惯性加时滞环节(FOPDT、SOPDT)受控对象, 因此实践中95%以上的过程控制问题都可以通过PID 的控制算法解决[1–3]. 人们对PID 控制器进行了大量的研究[4–7], 但是迄今为止人们对PID 控制的基础理论和参数设计方法研究远未成熟. PID 控制器实现中最具挑战性的任务之一是如何设计控制器三个参数: PID 控制中比例项主要用来镇定系统, 积分项可消除系统静态偏差, 微分项可预测未来误差趋势. 因其综合的控制能力, 使PID 控制器恰好适用于上述受控对象的系统控制, 并对局部非线性对象也适用. 这三个参数传统上是通过实验、经验积累或者两者结合进行调优的, 在对象模型参数未知的情况下, 多依赖整定人员的经验在现场十几次甚至几十次地反复调整优化控制参数; 或者通过估测具体对象的模型后, 用各种经验公式或者模拟仿真方法对控制参数不断优化选定[8–10]. 其控制效果由于实施人员的技术、经验或模型估测的精度等多种因素影响而差别很大, 且整定效率不高.

Garcia和Morari在1982年提出一种控制器优化设计方法: 内模控制[11], 是一种实用性很强的控制方法. 其结构简单、设计直观简便、调节参数少, 特别是鲁棒性、抗干扰性能以及大时滞系统控制效果的改善尤为显著. 但缺点是不能兼顾" 目标值跟踪" 和" 扰动抑制" 两种最佳控制性能. I. M. Horowitz 在1963 年提出了二自由度结构PID 的概念[12]. 采用二自由度PID 结构的内模控制(简称IMC-2DOF-PID) 进行控制器设计是一大进步[13–14], IMC-2DOF-PID 不仅具有内模控制器的优点, 也兼顾了上述两种性能的优化; 并有利于对原有的PID 控制系统进行改造, 也便于用嵌入式系统软、硬件实现. 因此为广大工程人员所接受[15–16]. 然而实现此方法的前提是必须获取精准的对象模型参数.

控制技术发展到今天, 其理论与应用取得了长足的进步, 涌现出许多理念先进、手段多样、算法智能的各种新型控制方法[17]. 只是这些方法在大范围推广到实际生产时还是遇到很大的阻碍, 原因或是需精准辨识对象参数模型, 或是要求有丰富的实践经验与专业技能的实施人员在现场逐个针对每个受控对象反复测试与调整才能得到可用的控制效果. 由于实际受控对象在长期运行中存在损耗, 为维护系统保持原有性能仍需不定期地重复这些繁琐作业. 以传统内模控制的实现流程为例: 首先需要在现场针对具体对象辨识其模型, 而后在设计中根据可实现要求增加一些替代和补偿的滤波环节, 增加环节的参数还需要回到现场结合实际对象对系统进一步调优. 两次现场实施过程都需要有经验的技术人员才能完成. 人为因素影响较大、效率不高, 后期维护也不方便.

如能将对象辨识和系统优化合并为一个过程在线上系统的闭环控制中施行, 且通过算法得出优化的控制参数, 就可以明显提高工作效率, 减少人为因素影响, 便于在线维护系统, 也有利于实际应用的推广. 为此目的作者在继承二自由度PID 内模控制设计技术的基础上, 建立一种通用控制器优化新方法[18]: 方法中特别引入模范系统概念, 优化其模范参数并制成响应模板, 该响应模板适用于大多数对象. 在现场信号激励控制系统过程中, 借助此响应模板, 由特定算法迭代地整定PID三个控制参数, 最终同步实现控制优化和对象参数辨识. 辨识得到对象参数后还可借助不同的响应模板快速改变控制器各种优化性能, 进一步提高实施效率. 尽管该方法的实现机理和实施流程有很大变化, 但控制器仍是PID 的结构形式, 算法简单易于实现; 控制特性继承了内模控制的优势特点. 下面将对该方法的理论依据、技术设计思路和推导过程进行阐述, 且通过模拟仿真验证其效果并分析总结其特点:

2 通用二自由度PID内模控制系统的设计

在工业生产过程中存在着大量型如(1)式的一、二阶惯性加时滞环节的受控对象:

$$G_p(S) = \frac{1}{K_2S^2+K_1S+K_0}e^{-\tau S} \quad (K_2 \geq 0; K_1 > 0; K_0 \geq 0; \tau \geq 0) \tag{1}$$

可用图 1结构的二自由度PID控制系统进行控制.

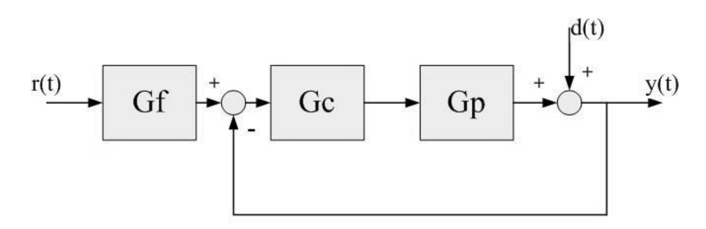


图 1. 含前置滤波的二自由度PID 控制系统结构图

Fig. 1. Two degrees of freedom PID control system containing pre filtering structure

其控制器形如(2)式, 滤波器如(3) 式, 系统响应如(4) 式.

$$G_c(S) = K_p\left(1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S\right) \Big/ (T_f S + 1) \tag{2}$$

$$G_f(S) = \frac{(\lambda_2 S+1)}{(\lambda_1 S+1)} \tag{3}$$

$$Y(S) = G_f \frac{G_c G_p}{1+G_c G_p} R(S) + \frac{1}{1+G_c G_p} D(S) \tag{4}$$

另一种含滤波反馈的内模控制系统结构如图 2所示.

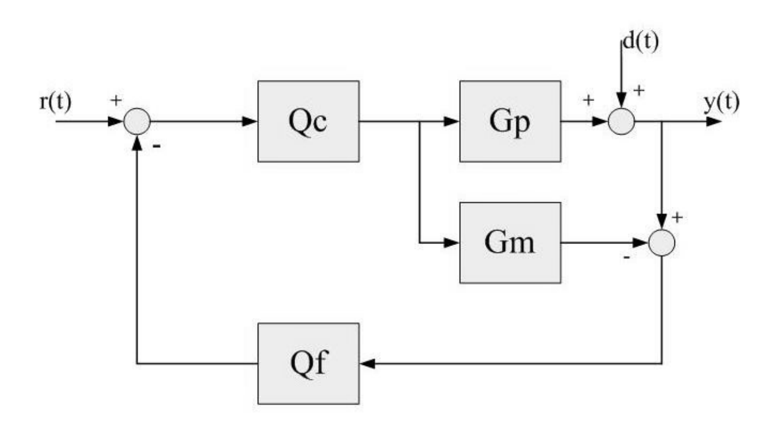


图 2. 滤波反馈内模控制结构图

Fig. 2. Filter feedback internal model control structure

图中内模部分$G_m(S)$等于受控对象$G_p(S)$, 形如(5) 式.

$$G_m(S) = G_p(S) = G_{m-}(S) G_{m+}(S) \tag{5}$$

式中$Gm_-(S)$是对象的最小相位部分; $Gm_+(S)$是时滞环节的Taylor 一阶近似, 如(6) 式. 因此$Gm(S)$ 近似为(7) 式:

$$\begin{aligned} G_{m-}(S) &= \frac{1}{K_2 S^2 + K_1 S + K_0} \\ G_{m+}(S) &= e^{-\tau S} \approx 1 - \tau S \end{aligned} \tag{6}$$

$$G_m(S) \approx \frac{1-\tau S}{K_2 S^2 + K_1 S + K_0} \tag{7}$$

依据内模控制实现要求, 设计内模控制系统中的$Q_c(S)$,$Q_f(S)$, 形如(8), (9) 式:

$$Q_c(S) = \frac{G_{m-}^{-1}(S)}{(\lambda_1 S+1)(\lambda_2 S+1)} = \frac{K_2 S^2 + K_1 S + K_0}{(\lambda_1 S+1)(\lambda_2 S+1)} \tag{8}$$

$$Q_f(S) = \frac{(\lambda_1 S+1)}{(\lambda_2 S+1)} \tag{9}$$

该内模控制系统可以等效为图 3的结构.

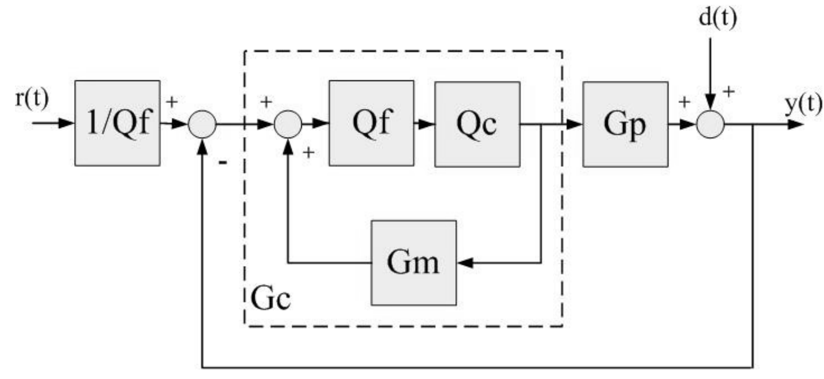


图 3. 等效为前置滤波二自由度PID 控制系统结构图

Fig. 3. Equivalent to pre filter two degrees of freedom PID control system structure

图中虚线部分整体可看作一个控制器$G_c(S)$, 因此内模控制系统和图1 的二自由度PID 控制系统的结构之间就有(10), (11) 式的对应关系:

$$G_f = \frac{1}{Q_f} \tag{10}$$

$$G_c = \frac{Q_f Q_c}{1 - Q_f Q_c Gm} \tag{11}$$

将内模$G_m(S)$及设计的内模控制器$Q_c(S)$, 滤波器$Q_f(S)$（即(7), (8) 和(9) 式）代入(11) 式可得到图1 控制系统的PID 控制器如下:

$$\begin{aligned} G_c(S) &= \frac{K_2 S^2 + K_1 S + K_0}{S\left(\lambda_2^2 S + 2\lambda_2 + \tau\right)} \\ &= \frac{K_1}{2\lambda_2 + \tau} \times \frac{\left(1 + \frac{K_0}{K_1 S} + \frac{K_2}{K_1} S\right)}{\left(\frac{\lambda_2^2}{2\lambda_2 + \tau} S + 1\right)} \end{aligned} \tag{12}$$

对照(2)式和(12)式的形式可得PID 控制参数的计算式(13):

$$\begin{aligned} &K_p = \frac{K_1}{2\lambda_2 + \tau}; (K_1 > 0) \\ &T_i^{-1} = K_0 / K_1; (K_0 \geq 0; K_1 > 0) \\ &T_d = K_2 / K_1; (K_1 > 0; K_2 \geq 0) \\ &T_f = \frac{\lambda_2^2}{2\lambda_2 + \tau} \end{aligned} \tag{13}$$

当受控对象为积分型($K0 = 0$)时, 该控制器无积分控制项; 如受控对象为一阶惯性过程($K2 = 0$), 该控制器无微分控制项.

包括控制器(2)式, 滤波器(3)式和PID 控制参数计算(13) 式的这组关系即为一、二阶惯性加时滞环节受控对象的二自由度PID 内模控制（IMC-2DOF-PID）系统实现方案. 依(4) 式得该控制系统对激励输入和干扰的全响应为:

$$\begin{aligned} Y(S) &= \frac{S\left(\lambda_2^2 S + 2\lambda_2 + \tau\right)}{S\left(\lambda_2^2 S + 2\lambda_2 + \tau\right) + e^{-\tau S}} D(S) \\ &+ \frac{(\lambda_2 S + 1)}{(\lambda_1 S + 1)} \cdot \frac{e^{-\tau S}}{S\left(\lambda_2^2 S + 2\lambda_2 + \tau\right) + e^{-\tau S}} R(S) \end{aligned} \tag{14}$$

分析知该响应除时滞时间τ外与对象的其它参数无关, 这就可以引入一种新的优化机制: 不在现场针对具体对象, 而是离线地对一个特定系统仿真并优化其响应; 通过制成优化响应的模板, 在现场快速地辨识得实际对象参数, 即可实现IMC-2DOF-PID 系统的优化. 原理见下节.

3 引入模范系统概念并建立实现优化控制的新机制

依据设计的IMC-2DOF-PID系统响应(14)式知, 其仅与滤波参数和实际对象的时滞时间τ 相关. 如令:

$$\lambda_1 = \alpha_1 \tau, \lambda_2 = \alpha_2 \tau \tag{15}$$

且只考虑$Y(S)$中输入信号$R(S)$的激励部分$Y_r(S)$ 得:

$$Y_r(S) = \frac{(\alpha_2 \tau S + 1)}{(\alpha_1 \tau S + 1)} \cdot \frac{e^{-\tau S} R(S)}{S\left(\alpha_2^2 \tau^2 S + 2\alpha_2 \tau + \tau\right) + e^{-\tau S}} \tag{16}$$

为消除其中仍与实际对象相关的参数，将时滞时间τ 归一化, 即得新的系统响应$Y_{or}(S)$:

$$Y_{or}(S) = \frac{(\alpha_2 S + 1)}{(\alpha_1 S + 1)} \cdot \frac{e^{-S} R(S)}{S\left(\alpha_2^2 S + 2\alpha_2 + 1\right) + e^{-S}} \tag{17}$$

这是个与受控对象参数完全无关的特定系统，命名为**模范系统**(Modle System). 再定义**模范对象**$G_o(S)$ 和**模范滤波器**$G_{fo}(S)$ 为:

$$G_o(S) = \frac{e^{-S}}{\alpha_2^2 S^2 + (2\alpha_2 + 1) S} \tag{18}$$

$$G_{fo}(S) = \frac{\alpha_2 S + 1}{\alpha_1 S + 1} \tag{19}$$

就有模范系统的结构如图4:

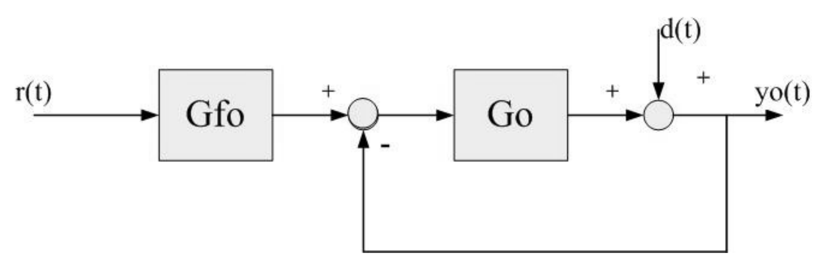


图 4. 模范系统结构图

Fig. 4. Model System structure diagram

当$r(t)$为单位阶跃信号（即$R(S)=S^{-1}$）时,(17) 式的模范系统响应$Y_{or}(S)$ 与(16) 式的内模控制系统响应$Y_r(S)$ 存在如下关系:

$$Y_{or}(\tau S)= Y_r(S)/\tau \tag{20}$$

即有:

$$Y_r(S)=\tau Y_{or}(\tau S) \tag{21}$$

根据拉普拉斯变换的相似定理有:

$$y_r(t)=y_{or}(t/\tau) \tag{22}$$

该式表明: 用实际对象的时滞时间对模范系统响应曲线做相似变换就能得到前述IMC-2DOF-PID 系统的响应曲线, 既两个系统的优化响应也是相似的. 由此可事先离线地仿真与具体对象无关的模范系统响应, 按所选控制性能指标寻优得到模范系统的优化参数α_1^*,α_2^*. 而在获得对象实际参数后, 将这组优化参数乘以具体对象的时滞时间参数τ, 可得实际的内模控制系统优化参数:

$$\lambda_1^*=\alpha_1^*\tau,\lambda_2^*=\alpha_2^*\tau \tag{23}$$

将参数λ_1^*,λ_2^*与对象实际参数K_2,K_1,K_0 一并代入式(13), 式(2) 与式(3), 所得控制器和滤波器即可构成优化的内模控制系统（结构见图1）. 该系统的优化响应为:

$$\begin{aligned}&Y_r^*(S)=\tau Y_{or}^*(\tau S)\\&=\frac{(\lambda_2^*S+1)}{(\lambda_1^*S+1)}\cdot\frac{e^{-\tau S}}{S\left(\lambda_2^{*2}S+2\lambda_2^*+\tau\right)+e^{-\tau S}}R(S)\end{aligned} \tag{24}$$

这就借助模范系统建立了一种IMC-2DOF-PID系统特别的优化机制: 先优化模范系统、后辨识实际对象参数; 在完成对象辨识时也就实现了实际控制系统的优化.

分析可知模范系统的优化参数有两个特点, 其一: 其不受具体对象限制而具有通用性. 其二: 允许有多对不同的优化参数，各自对应一种控制性能. 换句话说就是第一: 优化时不必考虑以后控制的是什么对象（限于FOPDT、SOPDT 受控对象范围）; 第二：辨识得到的对象参数配上不同的优化参数可直接实现不同的控制特性. 这是引入该特定系统的目的, 也是称其为**模范系统**的理由. 默认模范系统的参数α_1,α_2 是已按某种控制性能指标优化的一对值, 也称**模范参数**（为之后推导方便可免去*标记）.

在举例说明模范系统的优化过程前，先列出图4模范系统的完整响应式:

$$\begin{aligned}&Y_o(S)=Y_{or}(S)+Y_{od}(S)\\&=\frac{(\alpha_2S+1)}{(\alpha_1S+1)}\cdot\frac{e^{-S}}{S\left(\alpha_2^2S+2\alpha_2+1\right)+e^{-S}}R(S)\\&+\frac{S\left(\alpha_2^2S+2\alpha_2+1\right)}{S\left(\alpha_2^2S+2\alpha_2+1\right)+e^{-S}}\mathrm{D}(S)\\&=\frac{(\alpha_2S+1)}{(\alpha_1S+1)}T_f(S)R(S)+S_f(S)D(S)\end{aligned} \tag{25}$$

式中$Y_{or}(S)$为设定值跟随特性; $Y_{od}(S)$为干扰抑制特性; 而$S_f(S)$ 为灵敏度函数; $T_f(S)$ 为互补灵敏度函数.

一种优化模范系统的方法是通过MATLAB软件按图5搭建模范系统和计算$ITAE$ 指标的仿真结构. 优化时可先调整α_2 优化干扰抑制性能, 再调整α_1 优化跟随性能. 然后通过此时模范系统的开环传递函数$Nyquis$ 曲线到临界点$(-1,j0)$ 最短距离的倒数获得最大灵敏度(M_S); 参照文献[16]P23的算式求得相应的幅值裕度(hg)与相位裕度(γ), 评估系统的鲁棒性能.

仿真第一步: 激励信号为零, 加阶跃干扰信号, 调参数α_2 使受干扰影响的输出响应$ITAE$ 值最小; 第二步: 关断干扰源, 加阶跃激励信号, 调整参数α_1 使输出响应与激励信号之差的$ITAE$ 值最小.

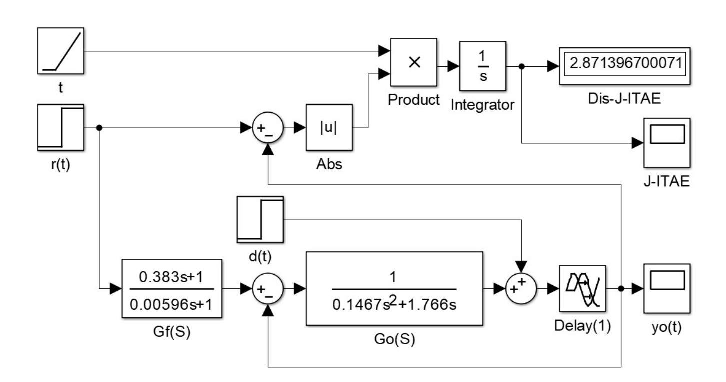


图 5. 模范系统$ITAE$ 指标寻优仿真结构图

Fig. 5. Model System ITAE index optimization simulation structure diagram

寻优后得到一对模范参数及对应的鲁棒性能指标:

$$\begin{aligned} &\alpha_1 = 0.00596, \alpha_2 = 0.383;\ J_{ITAE}|_{\min} = 2.871397 \\ &(\alpha_2^2 = 0.1467, 2\alpha_2 + 1 = 1.766) \\ &M_s = 1.795; h_g > 2.258, \gamma > 32.348° \end{aligned} \tag{26}$$

优化性能可有多种选择, 比如还可改变仿真结构按$ISTAE$ 指标寻优得到第二对模范参数及对应鲁棒性能指标:

$$\begin{aligned} &\alpha_1' = 0.00597, \alpha_2' = 0.488;\ J_{ISTAE}|_{\min} = 8.057236 \\ &\left(\alpha_2'^2 = 0.2381, 2\alpha_2' + 1 = 1.976\right) \\ &M_s' = 1.700; h_g' > 2.429, \gamma' > 34.209° \end{aligned} \tag{27}$$

或者按$ITAE$寻优方式调整参数α_2, 按超调指标为0% 调整参数α_1 得到第三对模范参数及对应鲁棒性能指标:

$$\begin{aligned} &\alpha_1'' = 1.505, \alpha_2'' = 0.383;\ J_{\sigma=0\%}|_{\min} = 4.833082 \\ &(\alpha_2''^2 = 0.1467, 2\alpha_2'' + 1 = 1.766) \\ &M_s'' = 1.795; h_g'' > 2.258, \gamma'' > 32.348° \end{aligned} \tag{28}$$

以上三对模范参数构成的模范系统均具有一定的鲁棒稳定性，在后面实例中要分别用这些模范参数实现对象辨识与系统优化.

新方法并不限制模范系统采用何种手段优化, 而是根据实际控制需要选取. 如为保证鲁棒稳定性还可根据给定的系统最大灵敏度值M_S 求模范参数α_2, 再优化模范参数α_1. 甚至还可用智能算法对模范系统的参数进行优化.

优化模范系统得到模范参数只是新方法的前期工作, 要真正实现该IMC-2DOF-PID 系统的优化控制必须获得对象实际参数. 辨识对象实际参数的方法将由下节导出.

4 推导基于模范系统的对象参数辨识算法

辨识前假设对象参数初值为$\bar{K}_2, \bar{K}_1, \bar{K}_0, \bar{\tau}$, 则由模范参数可得优化参数初值: $\bar{\lambda}_1(=\alpha_1\bar{\tau}), \bar{\lambda}_2(=\alpha_2\bar{\tau})$. 这组初值代入(13), (3), (2) 式后得到滤波器与控制器后, 图1系统的信号激励响应为$\bar{Y}(S)$:

$$\bar{Y}(S) = \frac{\bar{\lambda}_2 S+1}{\bar{\lambda}_1 S+1} \times \frac{\frac{\bar{K}_2 S^2+\bar{K}_1 S+\bar{K}_0}{\bar{\lambda}_2^2 S^2+\left(2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}\right)S} \cdot \frac{e^{-\tau S}}{K_2 S^2+K_1 S+K_0}}{1+\frac{\bar{K}_2 S^2+\bar{K}_1 S+\bar{K}_0}{\bar{\lambda}_2^2 S^2+\left(2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}\right)S} \cdot \frac{e^{-\tau S}}{K_2 S^2+K_1 S+K_0}} R(S) \tag{29}$$

所选初值要满足该响应结果稳定且无偏(即激励信号升幅R 后, 经一段时间T 有$\bar{y}(T) = \bar{y}(\infty) = R$).
再由模范系统获得响应模板$\bar{Y}_{o\tau}(S)$如下:

$$\bar{Y}_{o\tau}(S) = \frac{\bar{\lambda}_2^2 S+1}{\bar{\lambda}_1^2 S+1} \cdot \frac{e^{-\bar{\tau} S}}{\bar{\lambda}_2^2 S^2+\left(2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}\right)S+e^{-\bar{\tau} S}} R(S) \tag{30}$$

消除(29), (30)式中激励信号$R(S)$ 后合并得这两种响应的关系如下(恒等关系表明同激励信号下必有此式):

$$\begin{aligned} &\left\{\begin{array}{l} \left[\bar{\lambda}_2^2 S^2+\left(2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}\right)S\right]\left(K_2 S^2+K_1 S+K_0\right) \\ +\left(\bar{K}_2 S^2+\bar{K}_1 S+\bar{K}_0\right)e^{-\tau S} \end{array}\right\} e^{(\tau-\bar{\tau})S}\bar{Y}(S) \\ &\equiv\left[\bar{\lambda}_2^2 S^2+\left(2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}\right)S+e^{-\bar{\tau} S}\right]\left(\bar{K}_2 S^2+\bar{K}_1 S+\bar{K}_0\right)\bar{Y}_{o\tau}(S) \end{aligned} \tag{31}$$

其中初值$\bar{K}_2$,$\bar{K}_1$,$\bar{K}_0$,$\bar{\tau}$,$\bar{\lambda}_1$,$\bar{\lambda}_2$ 已知;响应$\bar{Y}(S) \overset{L^{-1}}{\Rightarrow} \bar{y}(t)$ 可实测;模板$\bar{Y}_{o\tau}(S) \overset{L^{-1}}{\Rightarrow} \bar{y}_{o\tau}(t)$ 可解算; 对象实际参数K_2, K_1, K_0, τ 的辨识算法推算过程如下:

先令$\Delta = \tau - \bar{\tau}$为时滞时间偏差, 其可通过实测系统响应曲线与响应模板曲线后求得. 为后续逐步推导方便, 重按S 各次幂归类调整(31) 式后得:

$$\left\{\begin{array}{l} \bar{K}_2 S^2\left[\bar{Y}o\tau(S)-\bar{Y}(S)\right]e^{-(\bar{\tau}+\Delta)S}+ \\ \bar{K}_1 S\left[\bar{Y}o\tau(S)-\bar{Y}(S)\right]e^{-(\bar{\tau}+\Delta)S}+ \\ \bar{K}_0\left[\bar{Y}o\tau(S)-\bar{Y}(S)\right]e^{-(\bar{\tau}+\Delta)S} \end{array}\right\} \equiv \left(\bar{\lambda}_2^2 S+2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}\right)\times \left\{\begin{array}{l} \left(K_2-\bar{K}_2\right)S^3\bar{Y}(S)-\bar{K}_2 S^3\left[\bar{Y}o\tau(S)e^{-\Delta S}-\bar{Y}(S)\right]+ \\ \left(K_1-\bar{K}_1\right)S^2\bar{Y}(S)-\bar{K}_1 S^2\left[\bar{Y}o\tau(S)e^{-\Delta S}-\bar{Y}(S)\right]+ \\ \left(K_0-\bar{K}_0\right)S\bar{Y}(S)-\bar{K}_0 S\left[\bar{Y}o\tau(S)e^{-\Delta S}-\bar{Y}(S)\right] \end{array}\right\} \quad (32)$$

步骤 1　式(32)中S取极限零可消$S^2S^3S^4$ 项得:

$$\lim_{S\to 0}\left\{\begin{array}{l} \left(K_0-\bar{K}_0\right)S\bar{Y}(S)-\bar{K}_0 S\left[\bar{Y}o\tau(S)e^{-\Delta S}-\bar{Y}(S)\right]= \\ \frac{1}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}}\left(\begin{array}{c}\bar{K}_1+ \\ \frac{\bar{K}_0}{S}\end{array}\right)\left[S\bar{Y}o\tau(S)-S\bar{Y}(S)\right]e^{-(\bar{\tau}+\Delta)S} \end{array}\right\} \quad (33)$$

由拉普拉斯变换的终值定理和拉普拉斯反变换得:

$$\begin{array}{l} \left(K_0-\bar{K}_0\right)\bar{y}(t)\Big|_{t\geq T} = \bar{K}_0\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\Delta)-\bar{y}(t)\right]\big|_{t\geq T} \\ +\frac{\bar{K}_1}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}}\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\bar{\tau}-\Delta)-\bar{y}(t-\bar{\tau}-\Delta)\right]\Big|_{t\geq T} \\ +\frac{\bar{K}_0}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}}\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\bar{\tau}-\Delta)-\bar{y}(t-\bar{\tau}-\Delta)\right]dt \end{array} \quad (34)$$

式中T是系统稳定的时间, 此时各响应为R, 所以等式右侧第一、二项为零, 第三项中消除偏移时间$(\bar{\tau}+\Delta)$ 后的积分值不变（消除的目的是便于实时计算，下同）, 整理(34) 式后即得对象参数K_0 与初值$\bar{K}_0$ 的差值为:

$$dK_0 = \left(K_0-\bar{K}_0\right) = \frac{\bar{K}_0}{R(2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau})}\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t)-\bar{y}(t)\right]dt \quad (35)$$

步骤 2　式(32)乘S^{-1}并取$\lim\limits_{S\to 0}$ 极限后, 同理得:

$$\begin{array}{l} dK_1 = -\frac{\bar{\lambda}_2^2 dK_0}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}} - \frac{dK_0}{R}\int_0^T\bar{y}(t)dt+ \\ \frac{\bar{K}_0}{R}\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\Delta)-\bar{y}(t)\right]dt+\frac{1}{R(2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau})}\times \\ \left\{\begin{array}{l} \bar{K}_1\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\bar{\tau}-\Delta)-\bar{y}(t-\bar{\tau}-\Delta)\right]dt+ \\ \bar{K}_0\int_0^T\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\bar{\tau}-\Delta)-\bar{y}(t-\bar{\tau}-\Delta)\right]dt^2 \end{array}\right\} \end{array} \quad (36)$$

消除式右侧积分项中偏移时间, 结合(35)式整理后得:

$$\begin{array}{l} dK_1 = -\Delta\bar{K}_0-\frac{dK_0}{R}\int_0^T\bar{y}(t)dt+\frac{1}{R(2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau})}\times \\ \left\{\begin{array}{l} \left(2\bar{\lambda}_2-\Delta-\frac{\bar{\lambda}_2^2}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}}\right)\bar{K}_0\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t)-\bar{y}(t)\right]dt+ \\ \bar{K}_1\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t)-\bar{y}(t)\right]dt+\bar{K}_0\int_0^T\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t)-\bar{y}(t)\right]dt^2 \end{array}\right\} \end{array} \quad (37)$$

其中dK_0可由(35)式计算.

步骤 3　式(32)乘S^{-2}并取$\lim\limits_{S\to 0}$ 极限后, 同理得:

$$\begin{array}{l} dK_2 = -\frac{\bar{\lambda}_2^2 dK_1}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}}-\frac{1}{R}\left(\frac{\bar{\lambda}_2^2 dK_0}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}}+dK_1\right)\int_0^T\bar{y}(t)dt+ \\ \frac{\bar{K}_0}{R}\int_0^T\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\Delta)-\bar{y}(t)\right]dt^2-\frac{dK_0}{R}\int_0^T\int_0^T\bar{y}(t)dt^2+ \\ \frac{1}{R}\left(\frac{\bar{\lambda}_2^2\bar{K}_0}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}}+\bar{K}_1\right)\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\Delta)-\bar{y}(t)\right]dt+\frac{1}{R(2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau})}\times \\ \left\{\begin{array}{l} \bar{K}_2\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\bar{\tau}-\Delta)-\bar{y}(t-\bar{\tau}-\Delta)\right]dt+ \\ \bar{K}_1\int_0^T\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\bar{\tau}-\Delta)-\bar{y}(t-\bar{\tau}-\Delta)\right]dt^2+ \\ \bar{K}_0\int_0^T\int_0^T\int_0^T\left[\bar{y}_{o\tau}(t-\bar{\tau}-\Delta)-\bar{y}(t-\bar{\tau}-\Delta)\right]dt^3 \end{array}\right\} \end{array} \quad (38)$$

消除式右侧积分项中偏移时间, 结合(35), (37) 式整理后得:

$$
\begin{aligned}
dK_2 =& -\left(\Delta\frac{\bar{\lambda}_2^2}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}}\bar{K}_0-\frac{\Delta^2}{2}\bar{K}_0+\Delta\bar{K}_1+\frac{\bar{\lambda}_2^2}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}}dK_1\right)+\frac{1}{R\left(2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}\right)}\times \\
&\left\{\begin{aligned}
&\left[\bar{K}_2+\left(2\bar{\lambda}_2-\Delta\right)\bar{K}_1+\bar{\lambda}_2^2\bar{K}_0+\frac{(\bar{\tau}+\Delta)^2}{2}\bar{K}_0\right]\int_0^T[\bar{y}_{o\tau}(t)-\bar{y}(t)]dt \\
&+\left[\bar{K}_1+\left(2\bar{\lambda}_2-\Delta\right)\bar{K}_0\right]\int_0^T\int_0^T[\bar{y}_{o\tau}(t)-\bar{y}(t)]dt^2 \\
&+\bar{K}_0\int_0^T\int_0^T\int_0^T[\bar{y}_{o\tau}(t)-\bar{y}(t)]dt^3
\end{aligned}\right\} \\
&-\frac{1}{R}\left[\Delta\bar{K}_0\int_0^T\bar{y}_{o\tau}(t)dt+\left(\frac{\bar{\lambda}_2^2dK_0}{2\bar{\lambda}_2+\bar{\tau}}+dK_1\right)\int_0^T\bar{y}(t)dt+dK_0\int_0^T\int_0^T\bar{y}(t)dt^2\right]
\end{aligned}
\tag{39}
$$

其中dK_0, dK_1可由(35), (37) 式计算.

至此可在同一信号激励的过程中实时测量控制系统响应和响应模板这两条曲线, 同时测算Δ、系统响应与响应模板的积分和重积分; 再经(35), (37), (39) 式解算出实际对象参数的各差值, 并由下式算出对象各参数:

$$
\begin{aligned}
\tau &= \bar{\tau}+\Delta \\
K_0 &= \bar{K}_0+dK_0 \\
K_1 &= \bar{K}_1+dK_1 \\
K_2 &= \bar{K}_2+dK_2
\end{aligned}
\tag{40}
$$

从理论上说一次计算就可得到实际对象参数, 但考虑实际系统存在测量噪声或干扰, 解算的对象参数值也有误差, 故将其作为新一轮初值迭代入循环的辨识过程, 并引入**模范响应相似偏差评价值** (简称**相似差值**) $J(T)$, 见(41) 算式, 以其值最小作为循环结束的条件:

$$
J(T) = \int_0^T|\bar{y}_{o\tau}(t)-\bar{y}(t)|dt \tag{41}
$$

循环结束后将所获得的对象参数τ, K_0, K_1, K_2 代入(15), (13) 式, 即可获得优化的滤波器和控制器参数, 同时使控制系统实现优化响应. 这就构建了一种基于模范系统同步实现受控对象参数辨识及其控制系统优化的新方法.

该方法在现场的迭代辨识过程与已有优化方法中的极值搜索(Extremum-Seeking) 过程看似很像, 但实际上有本质不同: 前者参照的是已优化的响应模板, 而后者是针对具体对象控制系统的某个性能指标.

5 实例仿真及分析

为验证展示上述机理及算法的可行性, 本节借助MATLAB 软件仿真某对象、搭建IMC- 2DOF- PID 控制系统及模范系统相似的响应模板, 结构见图6; 建立图7 辨识算法模块, 该模块左侧输入模范参数和对象初值, 左下输入控制系统和响应模板的输出, 右侧输出对象参数差值和相似差值. 通过仿真信号激励系统和循环数据迭代过程, 最终辨识出对象参数并实现系统的优化控制. 详见以下实例:

辨识时响应模板采用(26)式的模范参数; 控制系统中加入约2% 幅值白噪声模拟扰动。

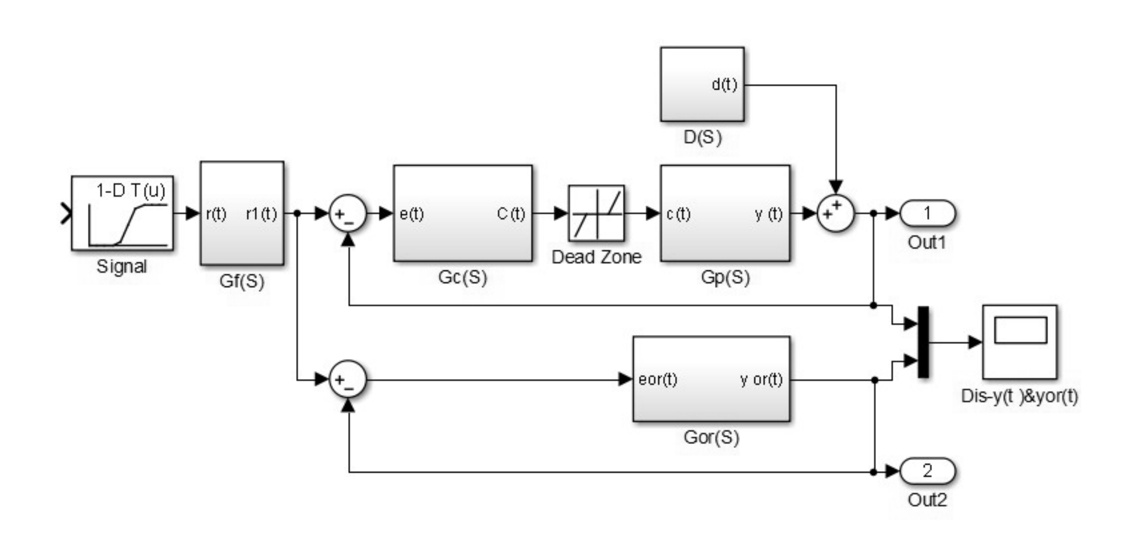


图 6. 控制系统和响应模板结构

Fig. 6. Control system and the response template structure

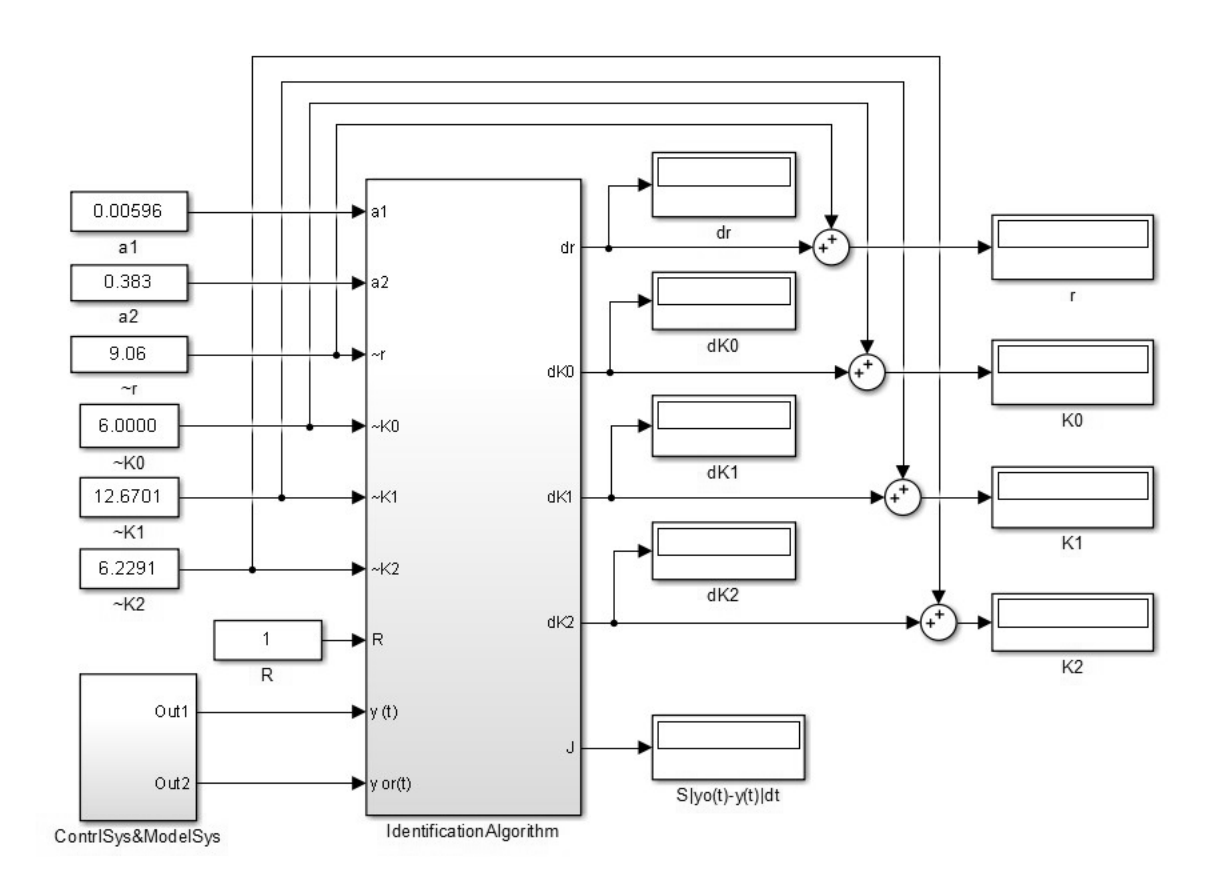


图 7. 辨识算法模块

Fig. 7. Identification algorithm module

例 1　某二阶惯性时延对象为:

$$Gp_1(S) = \frac{1}{7.0S^2+13.0S+6.0}e^{-9.0S} \tag{42}$$

对象实际参数: $\tau = 9.0$; $K_0 = 6.0$; $K_1 = 13.0$; $K_2 = 7.0$; 无死区. 辨识前设对象参数初值: $\bar{\tau} = 6.0$; $\bar{K}_0 = 3.0$; $\bar{K}_1 = 12.0$; $\bar{K}_2 = 0.0$; 构成初态过阻尼系统. 经多轮仿真迭代后的辨识数据见表1. 每轮对象参数初值经差值修正后作为下轮初值重新辨识, 直至确认得到最小相似差值后结束.

表 1　初态过阻尼系统辨识数据

Table 1　Identification data of initial over-damped system

对象参数		τ	K0	K1	K2	相似差值J
（实际值）		（9.00）	（6.0000）	（13.0000）	（7.0000）	（1.523849）
首轮	初值	6.00	3.0000	12.0000	0.0000	11.737854
	差值	3.051	2.99992	0.74194	4.19535	V
二轮	初值	9.05	5.9999	12.7419	4.1954	1.538553
	差值	0.073	0.00009	-0.45513	1.18036	V
三轮	初值	9.12	6.0000	12.2868	5.3758	1.523964
	差值	-0.060	0.00000	0.38332	0.85334	V
四轮	初值	**9.06**	**6.0000**	**12.6701**	**6.2291**	**1.523772**
	差值	0.011	0.00000	-0.07076	-0.13267	V
五轮	初值	9.07	6.0000	12.5993	6.0964	1.523791
	差值	-	-	-	-	X
辨识结果		**9.06**	**6.0000**	**12.6701**	**6.2291**	**1.523772**

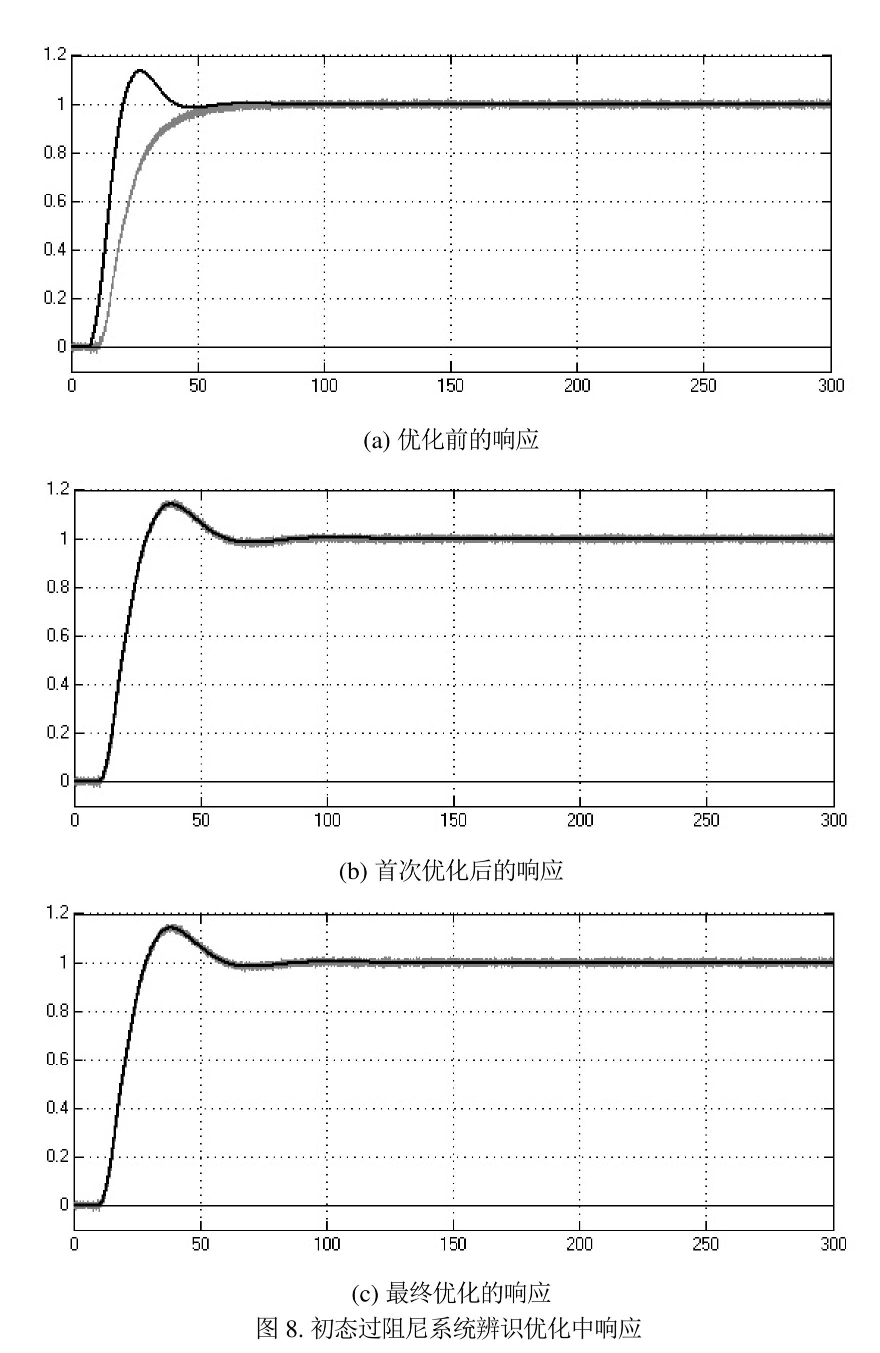
表中符号

V表示此轮的相似差值仍最小,继续辨识;

X表示此轮的相似差值非最小, 结束辨识;

- 表示参数修正差值无效.(下表同)

经五轮辨识过程, 获得对象参数: $\tilde{\tau} = 9.06$; $\tilde{K}_0 = 6.0000$; $\tilde{K}_1 = 12.6701$; $\tilde{K}_2 = 6.2291$. 各轮相似差值J从开始的11.737854 减到最小值1.523772 (受噪声影响不为零, 仿真可知对象实际参数的J 值1.523849, 见表内J 栏括号中值). 优化前后曲线变化反映在图8 中, 黑线为模板响应, 灰线为控制系统响应. 图8(a) 显示首轮初值使系统初态为过阻尼; 图8(b) 表明第二轮经首次优化后控制系统响应与模板响应基本重合, 且与图8(c) 最后优化的响应曲线相比难以看出明显差异, 只是后者J 值(1.523772) 小于前者的值(1.538553).



(a) 优化前的响应

(b) 首次优化后的响应

(c) 最终优化的响应

图 8. 初态过阻尼系统辨识优化中响应

Fig. 8. Response in identification optimization of initial over-damped system

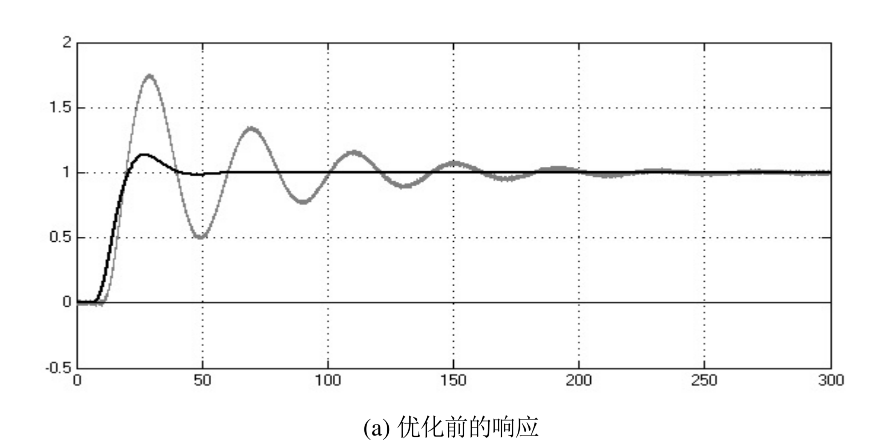
如选参数初值: $\bar{\tau} = 6.0$; $\bar{K}_0 = 8.0$; $\bar{K}_1 = 19.0$; $\bar{K}_2 = 0.0$; 则系统初态为欠阻尼, 也能完成辨识和优化. 几轮的辨识数据见表2.

经七轮辨识过程, 获得对象参数: $\tilde{\tau} = 9.04$; $\tilde{K}_0 = 6.0000$; $\tilde{K}_1 = 12.7965$; $\tilde{K}_2 = 6.5201$; 相似差值J从29.217253减至最小值1.523792. 初态欠阻尼系统优化前后变化如图9 所示, 图9(b) 中首次优化后系统响应就基本与响应模板重合. 虽然初态两种阻尼使系统响应差异极大, 参照模板辨识使表1. 表2. 的两组相似差值趋近一致. 说明图8(c), 图9(c) 都实现了优化(模范) 的响应.

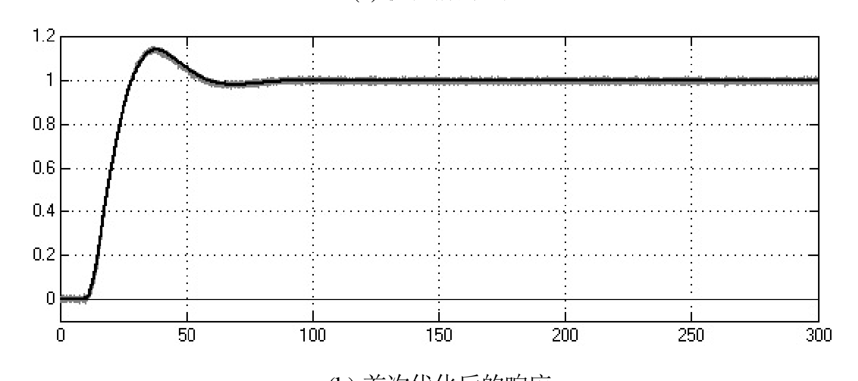
表 2 初态欠阻尼系统辨识数据

Table 2 Identification data of initial under-damped system

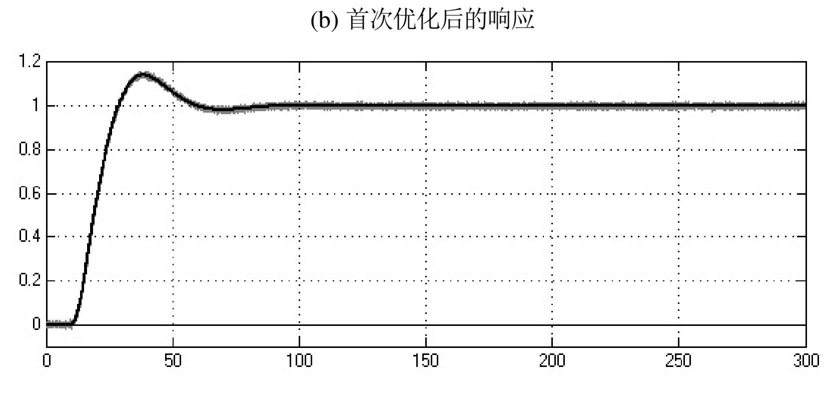
对象参数		τ	K0	K1	K2	相似差值J
（实际值）		**（9.00）**	**（6.0000）**	**（13.0000）**	**（7.0000）**	**（1.523849）**
首轮	初值	6.00	8.0000	19.0000	0.0000	29.217253
	差值	2.949	-2.00536	-4.85624	-0.85487	V
二轮	初值	8.95	5.9946	14.1438	0.0000	1.766383
	差值	0.257	0.00539	-2.36195	4.78363	V
三轮	初值	9.21	6.0000	11.7818	4.7836	1.524232
	差值	-0.065	0.00000	0.38033	0.43931	V
四轮	初值	9.14	6.0000	12.1621	5.2229	1.524015
	差值	-0.091	0.00000	0.57873	1.15835	V
五轮	初值	9.05	6.0000	12.7408	6.3813	1.523806
	差值	-0.011	0.00000	0.05565	0.13884	V
六轮	初值	**9.04**	**6.0000**	**12.7965**	**6.5201**	**1.523792**
	差值	0.002	0.00000	-0.02361	-0.05205	V
七轮	初值	9.04	6.0000	12.7729	6.4680	1.523796
	差值	-	-	-	-	X
辨识结果		**9.04**	**6.0000**	**12.7965**	**6.5201**	**1.523792**



(a) 优化前的响应



(b) 首次优化后的响应

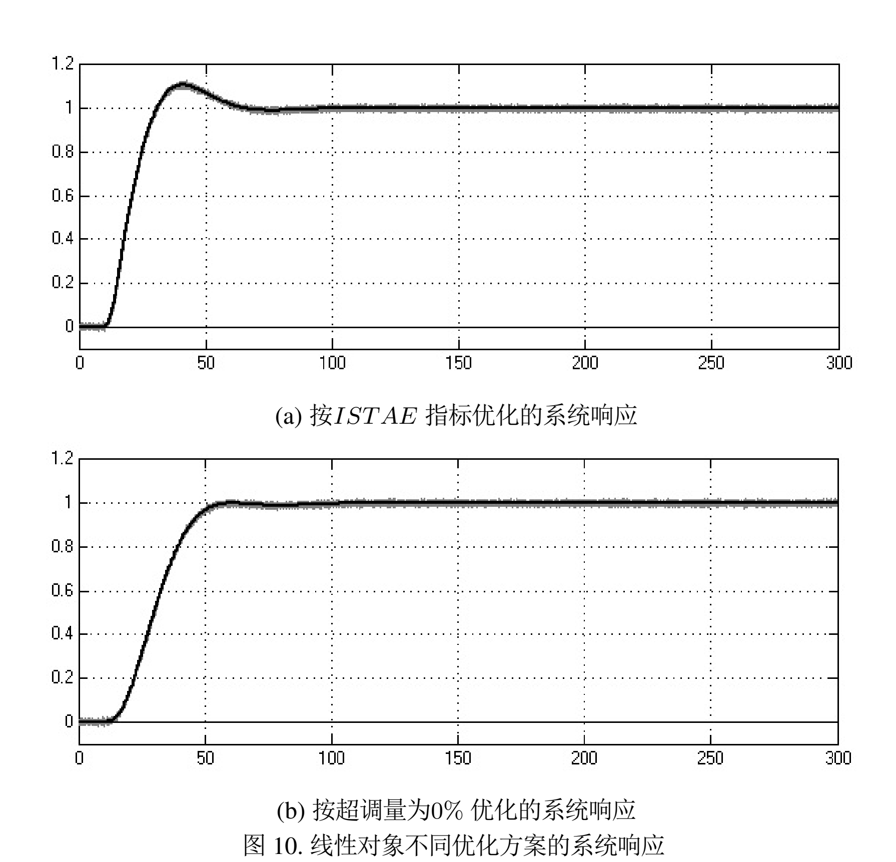


(c) 最终优化的响应

图 9. 初态欠阻尼系统辨识优化中响应

Fig. 9. Response in identification optimization of initial under-damped system

在已获对象参数的基础上, 模范参数换成(27) 式中$ISTAE$ 优化指标的一对, 可立即得到图10(a) 中新优化方案的系统响应. 因优化指标不同, 响应动态指标明显改变. $ITAE$ 的超调量14.3%, 上升时间$Tr = 24s$; 而$ISTAE$ 的超调量10.5%, 上升时间$Tr = 26s$. 如换成(28) 式中一对模范参数, 则可得零超调量优化方案的系统响应, 见图10(b) 中曲线. 其超调量0%, 上升时间$Tr = 54s$.



(a) 按$ISTAE$ 指标优化的系统响应

(b) 按超调量为0% 优化的系统响应

图 10. 线性对象不同优化方案的系统响应

Fig. 10. System response of linear object with different optimization schemes

这说明借助模范系统的模范参数可快速改变IMC-2DOF-PID 系统的优化特性.

例 2 　局部含非线性的高阶对象为:

$$Gp_2(S) = \frac{0.5S+1}{1.5S^3+7.0S^2+13.0S+6.0}e^{-9.0S} \tag{43}$$

对象实际参数: $\tau = 9.0$; $K_0 = 6.0$; $K_1 = 13.0$; $K_2 = 7.0$; 加上零点$(0.5S + 1)$, 高阶项$(1.5S^3)$ 和死区$(\pm 0.6s)$. 设初值: $\bar{\tau} = 6.0$; $\bar{K}_0 = 3.0$; $\bar{K}_1 = 12.0$; $\bar{K}_2 = 0.0$, 该对象的辨识数据见表3.

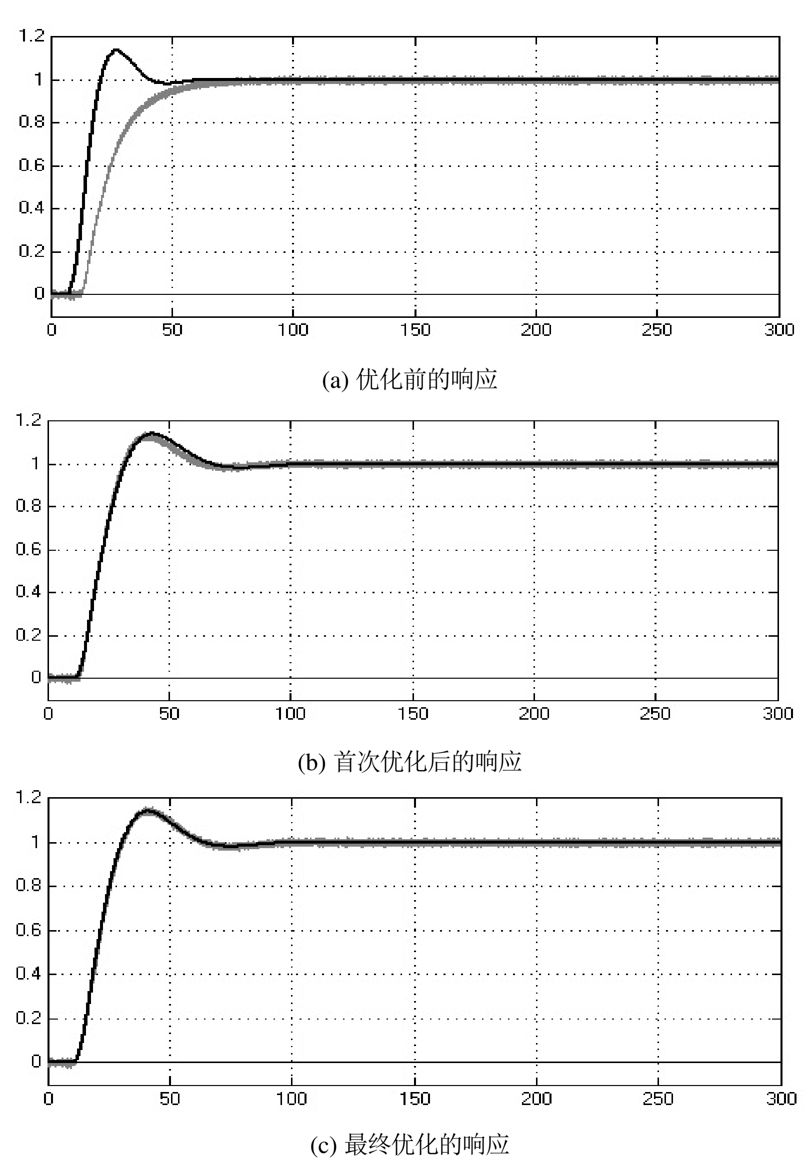
经七轮辨识过程, 获得等效的对象参数: $\tilde{\tau} = 9.78$; $\tilde{K}_0 = 6.6000$; $\tilde{K}_1 = 10.5559$; $\tilde{K}_2 = 36.2803$. 优化前后响应曲线变化如图11所示. 受非线性等因素影响首次优化的响应与响应模板有部分明显偏差, 但继续至最终优化后也实现了重合, 只是相似差值稍大些.通过变换模范参数仍然可实现不同特性的系统响应, 见图12.

表 3 局部含非线性高阶对象辨识数据

Table 3 Nonlinear high-order object identification data

对象参数		τ	K0	K1	K2	相似差值J
（实际值）		（9.00）	（6.0000）	（13.0000）	（7.0000）	（-）
首轮	初值	6.00	3.0000	12.0000	0.0000	13.822837
	差值	4.401	3.59990	-2.25181	-0.28465	V
二轮	初值	10.40	6.5999	9.7482	*0.0000	2.660447
	差值	0.499	0.00010	-7.48564	18.76837	V
三轮	初值	10.90	6.6000	2.2626	18.7684	2.059064
	差值	0.237	0.00000	-0.88889	17.51192	V
四轮	初值	11.14	6.6000	1.3737	36.2803	1.919147
	差值	-0.534	0.00000	4.11257	11.36436	V
五轮	初值	10.61	6.6000	5.4863	*36.2803	1.736454
	差值	-0.826	0.00000	5.06949	8.73029	V
六轮	初值	**9.78**	**6.6000**	**10.5559**	***36.2803**	**1.694844**
	差值	-0.307	0.00000	1.43994	2.88712	V
七轮	初值	9.47	6.6000	11.9958	39.1674	1.752308
	差值	-	-	-	-	X
辨识结果		**9.78**	**6.6000**	**10.5559**	**36.2803**	**1.694844**

*必要时可对参数限定取值范围, 如: $0 \le \bar{K}_2 \le 40$



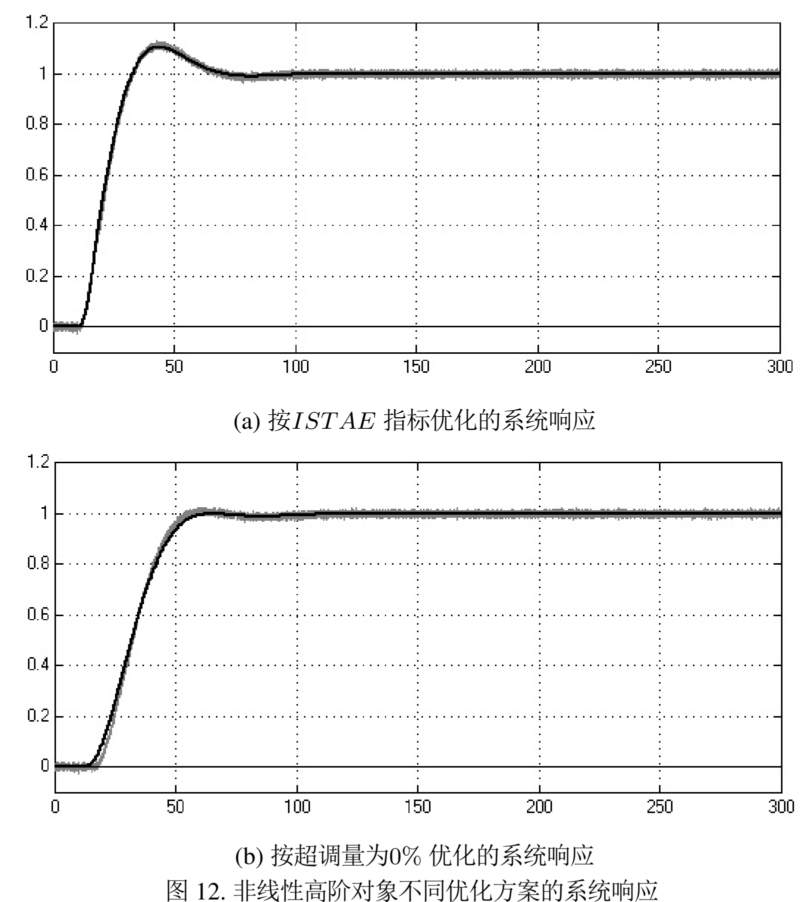
(a) 优化前的响应

(b) 首次优化后的响应

(c) 最终优化的响应

图 11. 局部含非线性对象系统辨识优化中响应

Fig. 11. Response in system identification optimization with nonlinear high-order object



(a) 按$ISTAE$ 指标优化的系统响应

(b) 按超调量为0% 优化的系统响应

图 12. 非线性高阶对象不同优化方案的系统响应

Fig. 12. System response of nonlinear high-order object with different optimization schemes

从以上变换后的控制效果看, 即使是局部含非线性、零点及高阶环节的对象也可等效为二阶惯性时滞环节模型.

以上几种情况只经过一、两次优化后, 系统响应曲线与优化响应模板就基本重合; 总次数也都在个位数以内, 相比极值搜索动辄几十甚至上百的循环次数, 明显快速高效. 说明前期对模范系统的优化过程, 已将系统优化工作与现场对象辨识工作脱离; 虽然看似辨识与优化最后同时完成, 实际是将前期优化模范系统得到的响应模板作为系统响应的“模具”、“范本”进行辨识与整定, 当系统响应和模板趋于一致时得到对象实际参数, 同时也实现了优化的内模控制; 工作效率因此提高.

6 总结

新方法不同于PID控制或内模控制传统的实现流程与整定方式, 而是用模范系统这个特定模型离线做优化时得到的优化响应模板和相关算法引导，现场在线快速地辨识对象并同时整定系统优化控制参数. 优点是: 1. 模范系统优化方法不受实际受控对象限制; 2. 离线优化模范系统方式易于实施又不会影响生产安全; 3. 更换其它受控对象不必重新优化模范系统; 4. 在响应模板和算法引导下在线辨识与整定易于实施且快捷高效，也便于控制系统进行后期维护；5. 辨识对象参数后换不同优化模板可直接实现新控制性能(不必重新辨识整定). 此法中的模范系统适用于工业生产过程中多数常见的二阶惯性加时滞环节或局部含非线性、零点高阶环节受控对象. 该方法无需精确对象参数, 参数整定以算法为依据, 降低了对现场实施人员的技术与经验要求, 减少人为误操作影响. 其控制器的内模控制特性, 具有鲁棒性强、大时滞系统控制效果好, 优化兼顾了” 目标跟踪” 和” 扰动抑制” 两种性能, 控制算法是PID 加滤波环节的结构, 简单且直观, 易于在原PID 控制系统升级改造或用嵌入式系统软、硬件实现, 便于在生产中推广应用. 受限于传统内模控制的设计要求，对于具有负响应特性的受控对象，该方法应采用预补偿处理机制或者寻找新的模范系统模型并研究改进的算法.

参考文献:

[1] Åström K.J., Hägglund T. PID Controllers: Theory, Design and Tuning[M]. 2nd ed. Research Triangle Park: Instrument Society of America, 1995

[2] Åström K.J., Hägglund T. Advanced PID Control[M]. ISA－The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006

[3] Åström K.J., Murray R.M. Feedback Systems: An Introduction to Scientists and Engineers[M]. Princeton: Princeton University Press, 2008
[4] 刘镇, 姜学智, 李东海. PID控制器参数整定方法综述[J]. 电力系统自动化,1997,21(8):79-83
[5] 王　伟, 张晶涛, 柴天佑. PID参数先进整定方法综述[J]. 自动化学报,2000,26(3):347-355.
[6] 夏　红, 赏星耀, 宋建成. PID参数自整定方法综述[J]. 浙江科技学院院报,2003,15(4):236-240.
[7] 杨　智,朱海锋,黄以华.PID控制器设计与参数整定方法综述[J]. 化工自动化及仪表, 2005, 32(5):1-7
[8] Killingsworth N J, Krstic M. PID tuning using extremum seeking: online, model-free performance optimization[J]. IEEE control systems, 2006, 26: 70－79
[9] Zhao C, Guo L. PID controller design for second order nonlinear uncertain systems[J]. Sci China Inf Sci, 2017, 60,022201:1-13
[10] 郭雷. 不确定性动态系统的估计、控制与博弈[J]. 中国科学:信息科学, 2020, 50: 1327－1344,
Guo L. Estimation, control, and games of dynamical systems with uncertainty[J]. Sci Sin Inform in Chinese, 2020, 50:1327－1344, doi: 10.1360/SSI-2020-0277
[11] Garcia C.E., Morari M. Internal model control: A unifying review and some new results[J]. Ind Eng Chem Process Des Dev,1982,21(2):308-323.
[12] 安秋顺. 二自由度PID控制[J]. 冶金自动化, 1992, 16(4):41-46/16(6):46-49
[13] 张井岗,李临生.二自由度PID调节的内模整定方法[J]. 仪器仪表学报,2002,23(1),28-30.
[14] 张井岗著二自由度控制[M] 北京:电子工业出版社2012.8:18-43
[15] Rivera D E, Morari M, Skogestad S. Internal model control: 4 PID controller design[J]. Ind Eng chem Process Des Dev, 1986,25(1):265
[16] 赵志诚,文新宇著内模控制及其应用[M]. 北京:电子工业出版社2012.9:1-37
[17] 潘立登,潘仰东著先进控制系统应用与维护[M]. 北京:中国电力出版社2010
[18] 邱育东,张文生. 基于模范系统的对象辨识及控制系统优化整定方法: 中国, ZL 2020 1 0758066.2. 授权公告日期2021 年09 月10 日.
(通讯作者：邱育东 E-mail:yudong.qiu@ia.ac.cn)

作者贡献声明：

邱育东：提出研究思路，设计研究方案;

邱育东：设计实验流程并实际实施;

邱育东：分析处理数据;

邱育东：论文起草、撰写;

邱育东：论文修订、终稿审订

作者简介:

邱育东　作者简历, 高级工程师,目前研究方向为自动控制和精密检测技术, E-mail: yudong.qiu@ia.ac.cn;